

<http://v3.espacenet.com/publicationDetails/biblio?DB=EPODOC&adjacent=true&local...> 1/19/2010

(11)特許出願公表番号

特表平9-500245

(43)公表日 平成9年(1997)1月7日

(51)Int.Cl. <sup>8</sup>	識別記号	序内整理番号	F I		
H 0 4 J	13/04	7509-5K	H 0 4 J	13/00	G
	11/00	7509-5K		11/00	Z
H 0 4 L	1/02	9298-5J	H 0 4 L	1/02	

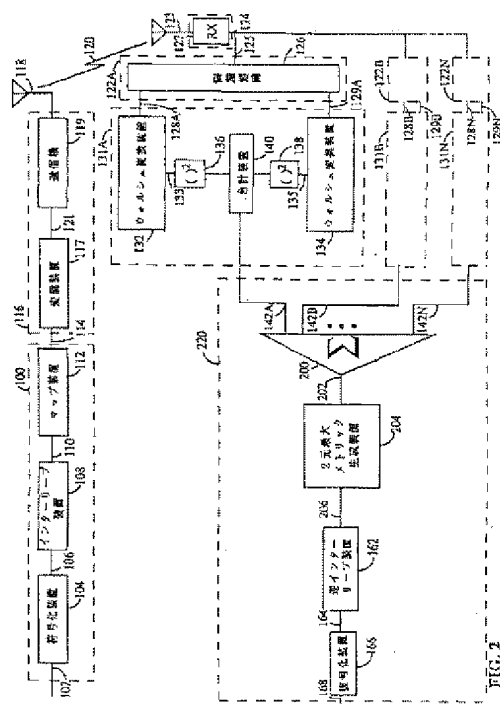
審查請求 有 予備審查請求 有 (全 38 頁)

(21) 出願番号	特願平7-502888	(71) 出願人	ケアルコム・インコーポレーテッド
(22) 出願日	平成6年(1994)6月22日		アメリカ合衆国、カリフォルニア州
(85) 翻訳文提出日	平成7年(1995)12月19日		92121、サン・ディエゴ、ラスク・ブール
(86) 国際出願番号	PCT/US94/06602		バード 6455
(87) 国際公開番号	WO95/01018	(72) 発明者	ビタービ、オードリー
(87) 国際公開日	平成7年(1995)1月5日		アメリカ合衆国、カリフォルニア州
(31) 優先権主張番号	083, 110		92037、ラ・ジョラ、ホエール・ウォッ
(32) 優先日	1993年6月24日		チ・ウエイ 8490
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(72) 発明者	ビタービ、アンドリュウ
(81) 指定国	EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), AT, BG, BR, BY, CA, CN, CZ, FI, HU, JP, KP, KR, KZ, LV, NO, PL, RO, RU, SK, UA, UZ		アメリカ合衆国、カリフォルニア州
			92037、ラ・ジョラ、グレン ウィック・
			プレイス 2712
		(74) 代理人	弁理士 鈴江 武彦 (外3名)

(54) 【発明の名称】 レーキ原理を使用するダイレクトシーケンス拡散スペクトラム直交符号化信号用受信機

(57) 【要約】

非コヒーレント受信機システムにおいて直交符号化信号を復号化する方法および装置。この方法は、2元最大値メトリック生成と呼ばれる。順次的に、シンボルインデックスおよび関連するエネルギーレベルの所定のセットの2つのサブセットのそれぞれにおいて最大エネルギーレベルを検索し、軟判定出力値を形成するために2つの値の差を計算するステップを含んでいる。2つのサブセットは、シンボルインデックスのバイナリー同値の所定の桁の（“0”または“1”のいずれかの）バイナリー値により識別される。軟判定出力値は、元の信号の対応する桁の値の信頼性の尺度を反映する。2元最大値生成装置（204）は、元の信号の各バイナリー桁に対してこれらのステップを連続して一度行なう。この方法により、信号の復号化の前に、複数の受信機からの関連エネルギーを結合することができ、したがって、回路の複雑さを減少させ、復号化装置の性能を改良する。



**【特許請求の範囲】**

1. インデックス番号のバイナリー同値が元のデータ信号に対応しているインデックス番号をそれぞれ有する、固定された数の可能性あるコード値を直交的に符号化されたデータ信号が有し、元のデータ信号に対応する直交的に符号化されたデータ信号を復号化する方法において、

前記固定された数のコード値の1つにそれぞれ対応しているエネルギー値のセットを受信し、

第1のサブセットが、特定の桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第1のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

第2のサブセットが、前記特定の桁として“1”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第2のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

差が前記元のデータ信号の特定の桁の値の信頼性の尺度である、前記第1のサブセットの前記最大エネルギー値と前記第2のサブセットの前記最大エネルギー値との差を形成するステップを含む直交符号化データ信号を復号化する方法。

2. 第3のサブセットが、第2の特定の桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第3のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

第4のサブセットが、前記第2の特定の桁として“1”の

バイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第4のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

差が前記元のデータ信号の第2の特定の桁の値の信頼性の尺度である、前記第3のサブセットの前記最大エネルギー値と前記第4のサブセットの前記最大エネルギー値との差を形成するステップをさらに含む請求項1記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

3. 前記エネルギー値のセットにおける各エネルギー値は、直交コード変換装置に

より生成される請求項1記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

4. 前記エネルギー値のセットにおける各エネルギー値は、同じシンボルインデックスに対応している複数の部分的なエネルギー値を合計することにより生成され、前記同じシンボルインデックスに対応している複数の部分的なエネルギー値のそれぞれは、複数の直交コード変換装置の異なる1つにより生成される請求項1記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

5. 前記直交コード変換装置は、高速アダマール変換装置を含む請求項3記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

6. 前記複数の直交コード変換装置は、高速アダマール変換装置を含む請求項4記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

7. 前記直交的に符号化された信号は、ウォルシュ符号化

信号である請求項1記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

8. 前記信頼性の尺度は軟判定データ値を表している請求項1記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

9. インデックス番号のバイナリー同値が元のデータ信号に対応しているインデックス番号をそれぞれ有する、固定された数の可能性あるコード値を直交的に符号化されたデータ信号が有し、元のデータ信号に対応する直交的に符号化されたデータ信号を復号化する方法において、

(a) 前記固定された数のコード値の1つにそれぞれ対応しているエネルギー値のセットを受信し、

(b) 第1のサブセットが、第1桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第1のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

(c) 前記第2のサブセットが、第1桁として“1”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第2のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

(d) 差が前記元のデータ信号の特定の桁の値の信頼性の尺度である、前記第1のサブセットの前記最大エネルギー値と前記第2のサブセットの前記最大エネル

ギ値との差を形成し、

(e) 前記インデックス番号の後続する各桁に対してステップ(b), (c) および(d)を繰返すステップを含む直交符号化データ信号を復号化する方法。

10. インデックス番号のバイナリー同値が元のデータ信号に対応しているインデックス番号をそれぞれ有する、固定された数の可能性あるコード値を直交的に符号化されたデータ信号が有し、元のデータ信号に対応する直交的に符号化されたデータ信号を復号化する方法において、

前記固定された数のコード値の1つにそれぞれ対応しているエネルギー値のセットを受信し、

第1のサブセットが、第1桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第1のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

第2のサブセットが、第1桁として“1”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第2のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

差が前記元のデータ信号の第1桁の値の信頼性の尺度である、前記第1のサブセットの前記最大エネルギー値と前記第2のサブセットの前記最大エネルギー値との差を形成し、

第1のサブセットが、中間の桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第1のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

第2のサブセットが、中間の桁として“1”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第2のサブセ

ットの中から最大エネルギー値を検索し、

差が前記元のデータ信号の中間の桁の値の信頼性の尺度である、前記第1のサブセットの前記最大エネルギー値と前記第2のサブセットの前記最大エネルギー値と

の差を形成し、

第1のサブセットが、最後の桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第1のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

第2のサブセットが、最後の桁として“1”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第2のサブセットの中から最大エネルギー値を検索し、

差が前記元のデータ信号の最後の桁の値の信頼性の尺度である、前記第1のサブセットの前記最大エネルギー値と前記第2のサブセットの前記最大エネルギー値との差を形成するステップを含む直交符号化データ信号を復号化する方法。

11. 元の信号に対応している符号化信号を復号化する装置において、

第1の複数の軟判定データのそれぞれが、前記符号化信号のデータサンプルが相互に直交するコードのセット内の特定の直交コードに実質的に同じであることについての信頼性の尺度に対応しており、インデックスシンボルが相互に直交するコードの前記セットのコードに対応している、対応するインデックスシンボルをそれぞれ有する第1の複数の軟判定データを生成する第1の手段と、

第2の複数の軟判定データのそれぞれが、前記符号化信号のデータサンプルが相互に直交するコードのセット内の特定の直交コードに実質的に同じであることについての信頼性の尺度に対応しており、インデックスシンボルが相互に直交するコードの前記セットのコードに対応している、対応するインデックスシンボルをそれぞれ有する第2の複数の軟判定データを生成する第1の手段と、

前記第1の生成手段および前記第2の生成手段に結合され、総合の複数の軟判定データおよび対応するインデックスシンボルを供給するために、同じ対応するインデックスシンボルにしたがって、前記第1の複数の軟判定データと前記第2の複数の軟判定データとを合計する手段と、

前記合計手段に結合され、元のデータシンボルに対応している結果的な軟判定データを生成する復号化手段と、

対になっているデータ値のセットの各対になったデータ値が前記インデックス

シンボルのそれぞれのバイナリー同値の桁に対応している、対になったデータ値のセットと、対応する桁として“0”を持つ、前記対応するインデックスシンボルのバイナリー同値を有する、前記総合の複数の軟判定データの最大値に対応している前記対となっているデータ値の第1の値と、対応する桁として“1”を持つ、前記対応するインデックスシンボルのバイナリー同値を有する、前記総合の複数の軟判定データの最大値に対応している前記対となっているデータ値の第2の値とを見つける選択手段と、

前記インデックスシンボルの前記バイナリー同値の各桁に

対して前記結果的な軟判定出力値を形成するために、前記対となっているデータ値の前記第1の値から前記第2の値を減算する手段とを具備している元の信号に対応している符号化信号を復号化する装置。

12. 前記結果的な軟判定データを前記元の信号の推定値に変換する変換手段をさらに具備している請求項11記載の装置。

13. 前記変換手段は畳み込み復号化装置を含んでいる請求項12記載の装置。

14. 前記畳み込み復号化装置はビタビ復号化装置を含んでいる請求項13記載の装置。

15. 前記対になったデータ値は2元最大総データ値に対応している請求項11記載の装置。

16. インデックス番号のバイナリー同値が元のデータ信号に対応しているインデックス番号をそれぞれ有する、固定された数の可能性あるコード値を直交的に符号化されたデータ信号が有し、元のデータ信号に対応する直交的に符号化されたデータ信号を復号化する方法において、

(a) 前記固定された数のコード値の1つにそれぞれ対応しているエネルギー値のセットを受信し、

(b) 第1のサブセットが、第1桁として“0”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第1のサブセットの中から予め定められた関数にしたがって第1の結

果的な値を決定し、

(c) 第2のサブセットが、第1桁として“1”のバイナリー同値を有するインデックス番号に対応している前記エネルギー値をそれぞれ含む、前記エネルギー値のセットの第2のサブセットの中から前記予め定められた関数にしたがって第2の結果的な値を決定し、

(d) 差が前記元のデータ信号の特定の桁の値の信頼性の尺度である、前記第1の結果的な値と前記第2の結果的な値との差を形成し、

(e) 前記インデックス番号の後続する各桁に対してステップ(b)、(c)および(d)を繰返すステップを含む直交符号化データ信号を復号化する方法。

17. 前記エネルギー値のセットにおける各エネルギー値は、直交コード変換装置により生成される請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

18. 前記エネルギー値のセットにおける各エネルギー値は、同じシンボルインデックスに対応している複数の部分的なエネルギー値を合計することにより生成され、前記同じシンボルインデックスに対応している複数の部分的なエネルギー値のそれぞれは、複数の直交コード変換装置の異なる1つにより生成される請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

19. 前記直交コード変換装置は、高速アダマール変換装置を含む請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

20. 前記複数の直交コード変換装置は、高速アダマール

変換装置を含む請求項18記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

21. 前記直交的に符号化された信号は、ウォルシュ符号化信号である請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

22. 前記信頼性の尺度は軟判定データ値を示している請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

23. 前記予め定められた関数は、最大値を見つける検索関数である請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

24. 前記予め定められた関数は、前記値のセットの合計を見つける合計関数



である請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

25. 前記予め定められた関数は、前記値のセットの指数関数である請求項16記載の直交符号化データ信号を復号化する方法。

## 【発明の詳細な説明】

レーキ原理を使用するダイレクトシーケンス拡散スペクトラム直交符号化信号用受信機

## 発明の背景

## I. 発明の分野

本発明は拡散スペクトラム信号を使用する通信システムに関する。特に、本発明は拡散スペクトラム通信システムにおける直交信号を処理する方法および装置に関する。

## I I. 関連技術

コード分割多元接続 (C D M A) 変調技術の使用は、非常に多くのシステムユーザが存在する通信を促進するいくつかある技術の1つである。時分割多元接続 (T D M A)、周波数分割多元接続 (F D M A) のような他の多元接続通信システム技術や、振幅圧縮信号側帯波 (A C S S B) のようなA M変調方式は、技術的に良く知られている。しかしながら、C D M Aの拡散スペクトラム変調技術は、多元通信システム用のこれらの変調技術に対して顕著な利点を持っている。多元通信システムにおけるC D M A技術の使用は、本発明の譲受人に譲受された「衛星または地上中継器を使用する拡散スペクトラム多元通信システム」と題する、1990年2月13日発行の米国特許第4,901,307号に開示され、参考としてその開示が組込まれている。

上述した特許において、多元接続技術は、送受信機をそれぞれ持っている非常に多くの移動電話システムユーザが、C D M A 拡散スペクトラム通信信号を使用し、衛星中継器また

は地上基地局（また、セルサイト局、セルサイト、または略してセルとしても言及されている）を介して通信する場合について開示している。C D M A 通信を使用する場合、周波数スペクトラムは何回も再使用できるため、システムのユーザキャパシティを増加することができる。

米国特許第4,901,307号に開示されているC D M A 変調技術は、衛星や地上チャネルを用いる通信システムで使用される狭帯域変調技術に対して多く

の利点を提供する。地上チャネルは、特にマルチパス信号に関して通信システムに特別な問題を提起する。CDMA技術を使用すると、その利点を得ながらも、例えばフェーディングのようなマルチパスの悪影響を軽減することによって、地上チャネルの特別な問題を解消することができる。

米国特許第4,901,307号に開示されているようなCDMA技術は、移動体-衛星通信における両方向リンク用のコヒーレント変調および復調を使用することを企図している。したがって、そこに開示されているものは、衛星から移動体へのリンクおよびセルから移動体へのリンク用のコヒーレント位相基準として、パイロット搬送波信号を使用している。しかしながら地上セル環境では、移動体からパイロット搬送波信号を送信するために要求されるパワーと同様に、結果的にチャネルの位相破壊をとまなうマルチパスフェーディングの障害は、移動体からセルへのリンク用のコヒーレント復調技術の使用を妨げる。本発明の譲受人に譲受された「CDMAセル電話システムにおいて信号波形を発生させるシス

テムおよび方法」と題する、1990年6月25日発行の米国特許第5,102,459号で開示されていることは、ここで参考として組込まれているが、非コヒーレント変調および復調技術を使用することによって、移動体からセルへのリンクにおけるマルチパスの悪影響を解消する手段を提供する。

CDMAセル電話システムでは、すべてのセルで同じ周波数帯を通信に使用することができる。処理利得をもたらすCDMA波形特性も、同じ周波数帯を占有する信号同士を弁別するために使用される。さらに、パス遅延の差がPNチップ持続期間、すなわち $1/\text{帯域幅}$ を越えるのであれば、高速疑似ノイズ(PN)変調により、多くの異なる伝播パスを分離できる。約1MHzのPNチップ率がCDMAシステムで使用されると、所望するパスから1マイクロ秒以上パス遅延が異なるパスに対して、システムデータ率に対する拡散帯域幅の比に等しい全拡散スペクトラム処理利得を使用することができる。1マイクロ秒のパス遅延差は、約1,000フィートのパス距離差に相当する。都市環境では、通常1マイクロ秒を越えるパス遅延差をもたらし、地域によっては10～20マイクロ秒まで報告されている。特定のシステムに対してPNチップ持続時間以下の遅延差を有す

るパスが存在する場合があるため、マルチパスフェーディングは、CDMA 併用技術を使用することによって完全に分離されない。この大きさのパス遅延を有する信号は復調装置で区別することができず、何らかのフェーディングとなる。

ダイバーシチは、フェーディングの有害な影響を軽減する

一つの方法である。したがって、システムによりフェーディングが減少されるように、何らかの形態のダイバーシチが設けられることが望ましい。時間ダイバーシチ、周波数ダイバーシチおよび空間ダイバーシチの3つの主要なダイバーシチがある。

反復、時間インターリーブ、およびエラー訂正を使用することにより時間ダイバーシチが一番良く得られ、反復を好む検出符号化は冗長性をもたらす。本発明を含むシステムは、時間ダイバーシチの形態としてこれらの各技術を使用する。

広帯域幅信号であるその固有の特性により、CDMA は、広帯域幅に対して信号エネルギーを拡散させることによって周波数ダイバーシチの形態を提供する。したがって、周波数選択性フェーディングは、CDMA 信号帯域幅のわずかな部分のみに影響を及ぼすに過ぎない。

空間またはパスダイバーシチは、通常2以上のアンテナ素子を使用することにより2以上のセルサイトを介して、移動体装置からの同時リンクによる多重信号パスを設けることによって得られる。さらに、異なる伝播遅延で到着する信号が個別に受信され処理されるようにし、拡散スペクトラム処理によりマルチパス環境を設定して、パスダイバーシチが得られる。パスダイバーシチの例は、ともに本発明の譲受人に譲受された、「CDMA セル電話システムにおけるソフトハンドオフ」と題する、1992年3月21日発行の米国特許第5,101,501号および「CDMA セル電話システムにおけるダイバーシチ受信機」と題する、1992年4月28

日発行の米国特許第5,109,390号に図示されている。

フェーディングの悪影響は、さらに送信機パワーを制御することにより、CDMA システムにおいてある程度制御することができる。セルサイトおよび移動体

装置パワー制御用のシステムは、本発明の譲受人に譲受された、「CDMAセル電話システムにおける送信パワーを制御する方法および装置」と題する、1991年10月8日発行の米国特許第5,056,109号に開示されている。

本発明の譲受人に譲受された、「拡散スペクトラム多元接続通信システム」と題する、1990年2月13日発行の米国特許第4,901,307号に開示されているようなCDMA技術は、各ユーザチャネルに異なるPNシーケンスを割り当てて、比較的長いPNシーケンスを使用することを企図している。ゼロ以外のすべての時間シフトに対する、異なるPNシーケンス間の相互相関および一つのPNシーケンスの自己相関はともにほぼゼロ平均値を有しており、これにより、受信された時に異なるユーザ信号を弁別できる（自己相関および相互相関は、“1”の値をとる論理“0”、“-1”の値をとる論理“1”か、またはゼロ平均を得るために同様なマッピングを必要とする）。

しかしながら、このようなPN信号は直交していない。情報ビット時間のような短い時間間隔に対して、相互相関は本質的にゼロに平均化するが、相互相関は二項分布を有するランダム変数である。このようであるので、まるで同じパワースペクトラム密度における広帯域幅のガウスノイズであるか

のように、互いに同じだけ信号が干渉する。したがって、他のユーザ信号、すなわち相互干渉ノイズは結局、達成可能なキャパシティを制限する。

2のn乗に対してそれぞれ長さがnである1組のn直交バイナリーシーケンスのセットを構成できることが技術的に良く知られている。ブレンティスホールリンク、1964年のS. W. ゴロム氏らによるスペースアプリケーションのデジタル通信第45頁～第64頁参照。実際、4から200以下の倍数である多くの長さに対しても、直交バイナリーシーケンスのセットが知られている。生成することが容易なそのようなシーケンスの1つのクラスはウォルシュ関数と呼ばれ、アダマール行列としても知られている。

n次元のウォルシュ関数は、以下のように繰返して定義することができる。

$$W(n) = \begin{vmatrix} W(n/2), & W(n/2) \\ W(n/2), & W^*(n/2) \end{vmatrix}$$

ここで  $W^*$  は  $W$  の論理的な補数を示し、 $W(1) = |0|$  であるから、

$$W(2) = \begin{vmatrix} 0, & 0 \\ 0, & 1 \end{vmatrix},$$

$$W(4) = \begin{vmatrix} 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0, & 1 \\ 0, & 0, & 1, & 1 \\ 0, & 1, & 1, & 0 \end{vmatrix},$$

$$W(8) = \begin{vmatrix} 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 0, & 1, & 0, & 1, & 0, & 1 \\ 0, & 0, & 1, & 1, & 0, & 0, & 1, & 1 \\ 0, & 1, & 1, & 0, & 0, & 1, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & 0, & 0, & 1, & 1, & 1, & 1 \\ 0, & 1, & 0, & 1, & 1, & 0, & 1, & 0 \\ 0, & 0, & 1, & 1, & 1, & 1, & 0, & 0 \\ 0, & 1, & 1, & 0, & 1, & 0, & 0, & 1 \end{vmatrix}.$$

ウォルシュシーケンスまたはコードは、ウォルシュ関数行列の行の1つである。 $n$  次のウォルシュ関数メトリックは、それぞれ長さ  $n$  ビットの  $n$  個のシーケンスを含んでいる。

シーケンスが互いに時間的に揃っているとすれば、(他の直交関数と同様に)  $n$  次のウォルシュ関数メトリックは、 $n$  個のコードシンボル間隔を越える特性を有しており、セット内のすべての異なるシーケンスの相互相関はゼロである。そのビットの丁度半分が他のすべてのシーケンスと異なるすべてのシーケンスに着目することにより、これを見つけることができる。すべて0である一つのシーケンスが常にあり、他のすべてのシーケンスは、0と1を半分ずつ含んでいることにも留意すべきである。

ウォルシュコードはユーザ間に直交性をもたらすために使用できるので、相互干渉を減少させることができ、これによりキャパシティをより高くしリンク性能をより良くすることができる。直交コードでは、コード時間フレームが互いに時間的に揃っていれば、相互相関は予め定められた時間間隔に対してゼロとなり、直交コード間で干渉は生じない。

直交ウォルシュコードの利益を得るために、システムの送信機は、対応するウォルシュコードへコードシンボルをマップする。例えば、3ビットシンボルは、上記W(8)の8つのシーケンスにマップすることができる。元のコードシンボルの推定値へのウォルシュ符号化信号の“逆マッピング”は、システムの受信機によって達成されなければならない。好ましい“逆マッピング”、すなわち選択プロセスは、最尤復号化法用の復号化装置に供給することができる軟判定データを生成する。

相関受信機は、“逆マッピング”プロセスを実行するために使用される。このような受信機では、受信された信号と各可能性あるマッピング値との相関が実行される。大きさが調整されて軟判定データとして供給される最尤相関値を選択するために選択回路が使用される。

ダイバーシチの拡散スペクトラム受信機すなわち“レーキ”受信機は、フェーディングの影響を軽減するために複数のデータ受信機を含んでいる。通常各データ受信機は、信号の異なるパス伝播を復調するように割り当てられている。直交信号化方法により変調された信号の復号化において、各データ受信機は、受信された信号と各可能性あるマッピング値とを相関する。そして各データ受信機内の選択回路は最尤相関値を選択する。すべてのデータ受信機からの選択された値は、大きさが調整され組合わされて、軟判定データが生成される。

上記に記載したプロセスにおいて、選択回路は復号化プロセスに非直線性をもたらし、これは結果として不正確な軟判定データとなる。さらに標準的な選択回路は、実質的な回路を必要とする複数の機能を必要とし、それゆえ、特に各データ受信機で繰返し用いられた場合、システムの複雑さ、大きさ、電力消費、およ

び費用を増加させる。

したがって、上記したタイプの拡散スペクトラム受信機において、このような選択回路に関連する非直線性をなくす、強化された判定プロセスを提供することが望ましい。選択回路は各データ受信機で使用されるので、そのような冗長回路の関連した欠点を避けるために、選択回路で実行される機能を組合わせて一つの処理装置にすることはさらに望ましい。

したがって本発明は、1組の簡単な関数を使用して、直交符号化データ信号を軟判定データに正確に変換する、改良された別の方法および装置である。本発明の利点は、複数のデータ受信機を使用するシステムに組込まれると増加する。

#### 本発明の要約

本発明は、軟判定データを生成するために直交符号化データを復号化する新規で改良された方法および装置である。この方法は特に、軟判定データとして供給するために受信信号の多重伝播が復調され組合わされる受信機に適用できる。この方法により、複数の受信機からの相関エネルギーが復号化の前に直線的に組合わされようになり、回路および複雑さの減少、ならびに性能の改良が達成できる。

ダイバーシチ受信機における本発明の例示的な具体例では、複数のデータ受信機がそれぞれ、信号の異なる伝播を復調する。各データ受信機では、対応する相関エネルギー値を生成するために、データの可能性あるマッピングのそれぞれと信号とが相関される。したがって、各相関エネルギー値と関係しているのは、シンボルインデックス値である。そして、複数のデータ受信機からの同じシンボルインデックスの相関エネルギー値は、合計されてメトリック生成のために供給される。メトリックから軟判定データが生成されて、ビタビ復号化装置で復号化するために供給される。

本発明で使用されるメトリック生成のための方法は、2元最大値メトリック生成として呼ばれる。この方法は、軟判定出力値を形成するために、所定の1組のシンボルインデックスおよび関連するエネルギーレベルの2つのサブセットのそれぞれにおける最大エネルギーレベル値を検索し、2つの最大エネルギーレベル値の差を計算するステップを含んでいる。シンボルインデックスのバイナリー同値の所



定の桁のバイナリー値（“0”または“1”のいずれか）によって、2つのサブセットは識別される。軟判定出力値は、元の信号の対応する桁の値の信頼性の尺度を反映する。2元最大値発生装置は、元の信号の各バイナリー桁に対して、これらのステップを連続して一度行なう。

#### 図面の簡単な説明

本発明の特徴、目的および効果は、図面を参考にして以下

に記載されている詳細な説明から、より明確になるだろう。

図1は、直交信号化および標準的な選択復号化を使用する従来の通信システムのブロック図である。

図2は、直交信号化を使用し、本発明の新規な2元最大値メトリック発生装置を使用している通信システムのブロック図である。

図3は、本発明の機能の実現可能な構成のフローチャートをブロック図の形で示している。

#### 好ましい実施例の詳細な説明

図1を参照すると、通信システムの符号化および復号化で直交コードが使用される従来のシステムが示されている。通信システムの符号化部100において、トラフィックチャネルデータビット102が特定のビット率（例えば、9.6キロビット/秒）で符号化装置104に入力される。入力されたトラフィックチャネルデータビットは、ボコーダーによってデータに変換された音声、純粋なデータ、この2つのタイプのデータ組合わせのいずれかを含むことができる。符号化装置104は、後に行なわれるデータシンボルのデータビットへの最尤復号化を促進する符号化アルゴリズム（例えば、畳み込みやブロック符号化アルゴリズム）により、固定された符号化率で、トラフィックチャネルデータビット102をデータシンボルに符号化する。例えば、符号化装置104は、（9.6キロビット/秒の比率で受信された）トラフィックチャネルデータビット102を、1データビットを3データシンボル（す

なわち1/3）の固定された符号化率で符号化するので、符号化装置104は28

． 8 キロシンボル／秒の比率でデータシンボル106 を出力する。

そしてデータシンボル106 はインターリーブ装置108 に入力される。インターリーブ装置108 のブロックは、シンボルレベルで、入力されたデータシンボル106 をインターリーブする。インターリーブ装置108 では、データシンボルの予め定められたサイズブロックを規定する行列に、データシンボルが個々に入力される。行列が列ごとに満たされるように、データシンボルが行列内の位置に入力される。行列が行ごとに空になるように、データシンボルが行列内の位置から個々に出力される。通常、行列は列の数と等しい行を有する正方行列であるが、連続的に入力される非インターリーブデータシンボル間の出力インターリーブ距離を増加させるために、他の行列形態を選択することもできる。インターリーブされたデータシンボル110 は、入力されたのと同じデータシンボル率（例えば、28．8 キロシンボル／秒）でインターリーブ装置108 から出力される。行列により規定される、データシンボルのブロックの予め定められたサイズは、予め定められた長さの送信ブロック内で予め定められたチップ率で送信されるデータシンボルの最大数から得られる。例えば、データシンボル106 が28．8 キロシンボル／秒の比率で符号化装置104 から出力されるならば、データシンボル106 を送信するための予め定められた最大チップ率は28．8 キロシンボル／秒である。さらに例えば、送信ブロックの予め定めら

れた長さが20 ミリ秒であるならば、データシンボルのブロックの予め定められたサイズは、28．8 キロシンボル／秒の20 ミリ秒倍であり、 $18 \times 32$  行列を規定する576 データシンボルに等しくなる。

その後、インターリーブされたデータシンボル110 は、マップ装置112 に入力される。マップ装置112 は、インターリーブされたデータシンボル110 から固定長の直交コードのシーケンス114（例えば、64 アライウォルシュコード）を得る。例えば、64 アライ直交コード信号化において、インターリーブされたデータシンボル110 は、6つのデータシンボルのセットを表すために、64 直交コードから一つを選択して6つのセットにグループ化される。これらの64 直交コードは、ウォルシュコードが行列の1行または1列であるような $64 \times 64$  アダマ

ール行列からのウォルシュコードに対応していることが望ましい。マップ装置112は、固定された比率（例えば、307.2キロシンボル／秒）の入力データシンボル110に対応しているウォルシュコードのシーケンス114を出力する。

ウォルシュコードのシーケンス114は、通信システムの符号化部100から出力され、通信システムの変調送信部116に入力される。シーケンス114は、通信チャネルを介して送信するために変調装置117により処理され、アナログ変調データ121としてそこから出力される。アナログ変調データ121は、RF送信のために送信機119により処理され、通信チャネル120を介して送信するために引き続いてアンテナ118に

供給される。

変調装置117は、長い拡散コード（例えばPNコード）でシーケンス114を拡散することにより、ダイレクトシーケンスコード分割拡散スペクトラム送信用に、シーケンス114を処理することが望ましい。拡散コードは、ユーザの特別なシンボルシーケンス、すなわち固定されたチップ率（例えば、1.228メガチップ／秒）で出力される独自のユーザコードである。どのユーザが通信チャネル120を介して符号化トラフィックチャネルデータビットを送信したかの識別性をもたらすのに加えて、独自のユーザコードは、符号化トラフィックチャネルデータビットをスクランブルすることにより、通信チャネルにおける通信の秘密性を強化する。さらに、IチャネルおよびQチャネルコード拡散シーケンスを生成するために、短い拡散コード対（すなわち、長い拡散コードと比較して短い）により、ユーザコード拡散符号化データビット（すなわちデータシンボル）が拡散される。IチャネルおよびQチャネルコード拡散シーケンスは、シヌソイド対のパワーレベル制御を駆動することにより、シヌソイドの直角位相対をバイ・フェーズ変調するために使用される。シヌソイド出力信号は、通信チャネル120におけるトラフィックチャネルデータビット102の送信を完全なものとするために、送信機119により、合計され、バンドパスフィルタ処理され、RF周波数に変換され、増幅され、フィルタ処理され、そしてアンテナ118により放射される。

通信システムの受信部124は、通信チャネル120からの送

信拡散スペクトラム信号をアンテナ123を介して受信する。受信部124は、信号をフィルタし、復調し、RF周波数から変換する受信機127から構成されている。さらに受信機127は、データサンプル125を復調部122 A-122 Nのセットに供給するために、予め定められた比率（例えば、1.2288メガサンプル/秒）で処理された受信信号をサンプルする。復調部122 A-122 Nはそれぞれ、データを変換部130 A-130 Nに出力する。各復調部および変換部の対は、普通のレーキ受信機の用語を使用して、“フィンガー”として呼ぶことができる。

各復調部122 A-122 Nでは、復調装置126が、データサンプル125に含まれている個別の信号を復調することが望ましい。復調部122 A-122 Nでは、受信されたサンプル信号が短い拡散コードおよび長い拡散コードと復調装置126により相関されることより、同位相サンプル信号および直角位相サンプル信号が、独立して逆拡散される。結果として得られる逆拡散された同位相128および直角位相129のサンプル信号は、予め定められた比率（受信拡散スペクトラム信号の4つのサンプルのシーケンスが、逆拡散され単一のデータサンプルにより表されるように、例えば307.2キロサンプル/秒）でサンプルされる。

各復調部122 A-122 Nから、同位相128および直角位相129のサンプル信号が、通信システムの対応する復号化部130 A-130 Nへ独立的に出力される。復号化部のそれぞれは、サンプル信号128および129を非コヒーレントに検出して、

推定データビット160 A-160 Nに変換する。サンプル信号128および129を復号化するために、サンプル信号の予め定められた長さのグループ（例えば、64サンプル長のグループ）が、それぞれ直交コード変換装置（例えば、高速アダマール変換装置）132および134へ独立的に入力される。直交コード変換装置132および134は、それぞれ複数の変換装置出力信号133および135を出力する（例えば、64サンプル長のグループが入力された場合、64の変換装置出力信号が生成される）。各変換装置出力信号は、サンプル信号の特定のグループが相互に直交するコードのセットの中の特定の直交コードに対応していることについての信頼性の尺度に対応している。さらに、各変換装置出力信号は、相互に直交する

コードのセットの中の変換装置出力信号が対応している特定の直交コードを示している関連するインデックスデータシンボルを有している（例えば、64サンプル長のグループが入力された場合、6ビット長のインデックスデータシンボルが対応する変換装置出力信号と関連する）。

変換装置出力信号133 および135 のグループ内の各変換装置出力信号は、変換装置出力信号2乗装置136 および138 によりそれぞれ2乗される。引き続いて、変換装置出力信号が同じ直交コードに対応することを示す関連するインデックスデータシンボルを有する2乗変換装置出力信号（すなわち、各変換装置出力信号2乗装置136 および138 からの一つ）の各対を互いに加算する加算装置140 により、判定値のグループ142 が生成され（例えば、64の変換装置出力信号が生成される場合、64の判定値が生成される）、各特定の直交コードと関連するエネルギーレベルが生成される。

エネルギー値142 および関連するインデックスデータシンボルは、エネルギー値142 のグループから最大判定値を選択する選択装置144 に入力される。エネルギー値142 が予め定められた順序で供給される場合、選択装置144 への入力のために関連するインデックスデータシンボルを生成する必要がないことに留意すべきである。この場合、選択装置は、予め定められた順序付けで調整して、適当なインデックスデータシンボルを適当なエネルギー値と関連付ける。選択された判定値146 は、引き続いて最尤復号化技術用の軟判定遷移メトリックを形成する際に使用することができる個々の軟判定データを形成する際の倍率として使用することができる倍率154 に、選択された判定値を比例させるメトリック計算装置150 に入力される。インデックスデータシンボルを複数の±1軟判定ビット156 にマップする（例えば、6ビット長のインデックスデータシンボルは、6つの軟判定ビットにマップする）インデックスマップ装置152 に、選択された判定値148 に関連するインデックスデータシンボルが入力される。乗算装置158 は、各軟判定ビット用の個々の軟判定データ160 を形成するために（例えば、6つの個々の軟判定データから6軟判定ビット）、倍率154 により複数の±1軟判定ビット156 のそれぞれを乗算する。個々の軟判定データは、データサンプルのグループごとに形成

されるメトリックの数に関係する予め定められた比率で形成され、この比率はデータサンプルが直交

変換装置に入力される時のものである（例えば、データサンプルが307.2キロサンプル/秒で入力され、6つの個々のデータが64データサンプルで形成されるとすれば、個々の軟判定データは28.8キロメトリック/秒で形成される）。

個々の軟判定データ160 A-160 Nが合計装置161により合計され、総軟判定データ163の単一セットが生成される復号化部170に、対応するフィンガーからの個々の軟判定データ160 A-160 Nのそれぞれが入力される。その後、総軟判定データ163は、個々のデータレベルで総軟判定データ163を逆インターリーブする逆インターリーブ装置162に入力される。逆インターリーブ装置162では、軟判定データ予め定められたサイズブロックを規定する行列に、総軟判定データ163が個々に入力される。行列が行ごとに満たされるように、軟判定データが行列内の位置に入力される。行列が列ごとに空にされ、逆インターリーブ軟判定データ164が入力されたのと同じ比率（例えば、28.8キロメトリック/秒）で逆インターリーブ装置162により出力されるように、逆インターリーブ軟判定データ164が行列内の位置から個々に出力される。

行列により規定される、軟判定データのブロックの予め定められたサイズは、予め定められた長さの送信ブロック内で受信される拡散スペクトラムからデータサンプルをサンプルする最大率、データサンプルの各グループによって表されるデータサンプルの数、直交コード変換装置に入力されるデー

タサンプルの各グループに対して選択される軟判定値に関連するインデックスデータシンボルのビット長、ならびに選択された軟判定値および関連するインデックスデータシンボルから形成される軟判定データの数から得られる。例えば、受信拡散スペクトラム信号からデータサンプルをサンプルする最大率が307.200データサンプル/秒であり、送信ブロックの予め定められた長さが20ミリ秒であり、データサンプルグループごとの選択されたインデックスデータシンボ

ルのビット長が、64 サンプルのグループに関連する6ビット／インデックスデータシンボルであり、インデックスデータシンボルごとに形成される軟判定データの数、6つの個々のデータ／インデックスデータシンボルであるとすれば、軟判定データのブロックの予め定められたサイズは、307, 200 サンプル／秒の20ミリ秒倍の6ビットインデックスデータシンボル／インデックスデータシンボル倍の1インデックスデータシンボル／64 サンプル倍の6つの個々のデータ／6ビットインデックスデータシンボルであり、576軟判定データに等しい。

逆インターリーブされた軟判定データ164 は、推定トラフィックチャネルデータビット168 を生成するために、最尤復号化技術を使用する復号化装置166 に入力される。最尤復号化技術は、ビタビ復号化アルゴリズムに実質的に類似するアルゴリズムを使用することによって強化され得る。復号化装置166 は、最尤シーケンス推定復号化装置166 の各特定の時間状態において使用するための軟判定遷移メトリックのセッ

トを形成するために、個々の軟判定データ164 のグループを使用する。軟判定遷移メトリックの各セットを形成するために使用されるグループの軟判定データ164 の数は、各トラフィックチャネルデータビット102 から生成される畳み込み符号化装置104 の出力におけるデータシンボル166 の数に対応している。各セットにおける軟判定遷移メトリックの数は、各グループにおける軟判定データ164 の数の2の累乗に等しい。例えば、1／3畳み込み符号化装置が送信機で 사용되는場合、各トラフィックチャネルデータビット102 から3つのデータシンボル106 が生成される。したがって、復号化装置166 は、最尤シーケンス推定復号化装置166 における各時間状態で使用する8つの軟判定遷移メトリックを形成するために、3つの個々の軟判定データ164 のグループを使用する。推定データビット168 は、軟判定データ164 が復号化装置166 に入力される比率および最初にトラフィックチャネルデータビット102 を符号化するのに使用された固定比率に関係する比率で生成される（例えば、軟判定データが28.8キロメトリック／秒で入力され、最初の符号化率が1／3であったとすると、推定データビット168 は

9600ビット／秒で出力される)。

図1を参照して、符号化および復号化で直交コードを使用する通信システムを記載した。要約すると、通信システムは、入力データビットを符号化してデータシンボルにし、シンボルごとにデータシンボルをインターリーブし、インターリーブされたシンボルをマップして直交コードにし、直交コード

を変調して通信チャネルに送信する第1の部分を含んでいる。通信システムは、通信チャネルからの信号を受信して復調し、復調信号のサンプルのグループを変換して、サンプルの各特定のグループが相互に直交するコードのセット内の特定の直交コードに対応していることについての信頼性の尺度のグループにし、信頼性の尺度の各グループから最も大きな信頼性の尺度の一つおよび選択された信頼性の尺度に対応している特定の直交コードを識別するインデックスデータシンボルを選択し、各選択された信頼性の尺度および関連するインデックスデータシンボルから軟判定データを生成し、各受信された送信ブロック内の軟判定データを逆インターリーブし、引き続いて、逆インターリーブされた個々の軟判定データのグループから軟判定遷移メトリックを生成し、引き続いて、最尤復号化技術を使用して軟判定メトリックから推定データビットを生成する第2の部分を含んでいる。

本発明は、選択装置144、メトリック計算装置150、インデックスマップ装置152、および乗算装置158を含んでいる選択回路を、2元最大値メトリック生成装置で置換する。2元最大値メトリック生成装置は、最尤復号化技術用の軟判定遷移メトリックを形成する簡単な方法および装置を使用する。本発明の2元最大値メトリック生成装置は、選択回路を使用して生成されたメトリックに関連する非直線性を取り除く単一フィンガー受信機に有用である。本発明の利点は、複数の受信機が使用され、すべての受信機を選択回路が単一の2元最大値メトリック発生装置で置換される時に増加する。

図2は本発明の例示的な具体例を図示している。図2の送信機回路は図1の送信機回路と同一であり、図2の受信部は図1と同じ通信チャネルを介して同じ送



信拡散スペクトラム信号を受信する。図2では、通信システムの受信部124が、アンテナ124を介して通信チャネル120からの拡散スペクトラム信号を受信する。受信部127の受信機127は、信号をフィルタ処理し、増幅し、そしてRF周波数から変換する。受信された信号は、予め定められた比率（例えば、1.2288メガサンプル/秒）で受信機回路127により再度サンプルされてデータサンプル125とされ、復調部122A-122Nのセットに供給される。復調部122A-122Nは、データを変換部131A-131Nに出力する。

図1と同様に、サンプル信号128および129の予め定められた長さのグループ（例えば、64サンプル長のグループ）はそれぞれ、直交コード変換装置（高速アダマール変換装置）132および134へ独立的に入力される。直交コード変換装置132および134は、複数の変換装置出力信号133および135をそれぞれ出力する（例えば、64サンプル長のグループが入力された場合、64の変換装置出力信号が生成される）。各変換装置出力信号は、サンプル信号の特定のグループが相互に直交するコードのセット内の特定の直交コードに対応することについての信頼性の尺度に対応している信号を出力する。さらに、各変換装置出力信号は、明示的にまたは黙示的に、変換装置出力信号が対応する相互に直交するコードのセット内のどの特定の直交コードであるかを示す、関連するイ

ンデックスデータシンボルを有している（例えば、64サンプル長のグループが入力された時、6ビット長インデックスデータシンボルが対応する変換装置出力信号に関連する）。

変換装置出力信号133および135のグループ内の各変換装置出力信号は、変換装置出力信号2乗装置136および138によりそれぞれ2乗される。引き続いて、変換装置出力信号が同じ直交コードに対応することを示す関連するインデックスデータシンボルを有する2乗変換装置出力信号（すなわち、各変換装置出力信号2乗装置136および138からの一つ）の各対を互いに加算する加算装置140により、判定値のグループ142が生成され（例えば、64の変換装置出力信号が生成される場合、64の判定値が生成される）、各特定の直交コードと関連するエネルギーレベルが生成される。

図2では、エネルギーレベルに対応している判定値142 A - 142 Nのグループは、図1のシステムとは異なり、加算装置200の関連するシンボルインデックスにしたがって互いに直接的に加算される。結合された出力データ202は、2元最大値メトリック生成装置204に入力され、以下に詳細に説明されるように処理される。2元最大値メトリック生成装置は、総軟判定データ206の単一のセットを生成する。

判定値142 A - 142 Nの各グループは、直列または並列的に加算装置200へ転送される。各判定値に対応している関連するシンボルインデックスは、明示的に直列または並列的に転送され、信号フォーマットにされる。同様に結合された出力データ202および総軟判定データデータ206も直列または

並列的に転送される。

その後、総軟判定データ206は、個々のデータレベルで総軟判定データ206を逆インターリーブする逆インターリーブ装置162に入力される。逆インターリーブ装置162では、軟判定データの予め定められたサイズのブロックを規定する行列に、総軟判定データ206が個々に入力される。軟判定データは、行列が行ごとに満たされるように行列内の位置に入力される。逆インターリーブされた軟判定データ164は、行列が列ごとに空になり、逆インターリーブされた軟判定データ164が入力された比率と同じ比率（例えば28，8キロメトリック／秒）で逆インターリーブ装置162から出力されるように、行列内の位置から個々に出力される。図1と同じように、逆インターリーブされた軟判定データ164は、推定トラフィックチャネルデータビット168を生成するために、最尤復号化技術を使用する復号化装置166に入力される。

2元最大値メトリック生成装置204は、合計装置200から各シンボルインデックスと関連する合計エネルギー値を受ける。2元最大値メトリック生成装置に供給されるデータの各セットは、ラベルまたはシンボルインデックスを示している識別子の他の手段（例えば、 $y_0 \sim y_{63}$ ）、およびそのシンボルインデックスに対する総エネルギーレベルを示している関連する値（例えば、それぞれ $E(y_0) \sim E(y_{63})$ ）の2つの部分から構成される。エネルギー値が予め定められた順序で

供給される時は、2元最大値メトリック生成装置204への入力のために、関連するシンボルインデックスを実際に生成する

必要がないことに再度留意されたい。この場合、シンボルインデックスは、各合計エネルギー値用に2元最大値メトリック生成装置204に含まれている。

データの全セットを得ると、2元最大値メトリック生成装置204は、直交信号の復号化を始める。最初に、2元最大値メトリック生成装置204は、データのセットの中から、シンボルインデックスのバイナリー同値の第1桁として“0”を有するすべてのシンボル中において最大エネルギーを有するシンボルインデックスのエネルギーを検索する。2元最大値メトリック生成装置204は、予め定められた最大エネルギー値に、ラベル $Y0^{(1)}$ を割り当てる。その後、2元最大値メトリック生成装置204は、データのセットの中から、シンボルインデックスのバイナリー同値の第1桁として“1”を有するすべてのシンボル中において最大エネルギーを有するシンボルインデックスのエネルギーを検索する。2元最大値メトリック生成装置204は、予め定められた最大エネルギー値に、ラベル $Y1^{(1)}$ を割り当てる。そして、2元最大値メトリック生成装置204は、ラベル $D^1$ が割り当てられる符号付き量子化差値 $Y0^{(1)} - Y1^{(1)}$ を形成する。2元最大値メトリック生成装置204は、総軟判定データ206として、逆インターリーブ装置162に値 $D^1$ を出力する。

同様な方法で続けて、2元最大値メトリック生成装置204は、データのセットの中から、シンボルインデックスのバイナリー同値の第2桁として“0”を有するすべてのシンボル中において最大エネルギーを有するシンボルインデックスのエ

ネルギーを検索する。2元最大値メトリック生成装置204は、予め定められた最大エネルギー値に、ラベル $Y0^{(2)}$ を割り当てる。その後、2元最大値メトリック生成装置204は、データのセットの中から、シンボルインデックスのバイナリー同値の第2桁として“1”を有するすべてのシンボル中において最大エネルギーを有するシンボルインデックスのエネルギーを検索する。2元最大値メトリック生成装置204は、予め定められた最大エネルギー値に、ラベル $Y1^{(2)}$ を割り当てる。2

元最大値メトリック生成装置204は、ラベル $D^2$ が割り当てられる符号付き量子化差値 $Y0^{(2)} - Y1^{(2)}$ を形成する。2元最大値メトリック生成装置204は、総軟判定データ206として、逆インターリーブ装置162に値 $D^2$ を出力する。2元最大値メトリック生成装置204は、同様な方法で値 $D^3$ 、 $D^4$ 、 $D^5$ および $D^6$ を生成し続ける。

一般的に説明すると、上記に導入したラベル付与を使用して、2元最大値メトリック生成装置は、 $n$ が直交シーケンスのオーダー（長さ）である以下の関数を実行する。

受信：

シンボル $y_0$ から $y_{2^{n-1}-1}$ に対するエネルギーレベルに対応している $E(y_0)$ から $E(y_{2^{n-1}-1})$

$k = 1$ から $n$ に対して：

形成：

$$Y0^{(k)} = E(y_x)$$

ここで $x$ は、シンボルインデックスのバイナリー

同値の第 $k$ 桁として“0”を有するすべてのシンボル

( $y_0$ から $y_{2^{n-1}-1}$ )中において最大エネルギーを有するシンボルのインデックスである。

$$Y1^{(k)} = E(y_x)$$

ここで $x$ は、シンボルインデックスのバイナリー

同値の第 $k$ 桁として“1”を有するすべてのシンボル

( $y_0$ から $y_{2^{n-1}-1}$ )中において最大エネルギーを有するシンボルのインデックスである。

計算：

$$D^k = Y0^{(k)} - Y1^{(k)}$$

出力： $D^k$

次の $k$

$D^k$ のセットが生成される順序はプロセスにとって重要ではなく、例えば、最後

の桁 ( $k = n$ ) を最初に処理することができる。また、1以上の  $D^k$  が同時に計算されるように、プロセスが並列に生じるように構成することもできる。

以下の例示は、表 I に表わされているデータを使用して上記に記載されたように一般的に説明された2元最大値メトリック生成を通じて進める。図1、図2および関連した説明は、64の直交コードから一つを選択するためにインターリーブされたデータシンボルが6つのセットにグループ化されることを意味する64アライ直交コード信号のマッピングを仮定した。しかしながら説明を簡単にするために、16アライ直交コード信号マッピングを以下の説明に使用する。説明用の表 I のデータは2元最大値メトリック生成装置により受信されるデータの例示的なセットであり、第1列はシンボルイン

デックス、第2列はシンボルインデックスの対応するバイナリー同値、第3列は10進表記における関連するエネルギー出力である。

表 I

シンボル インデックス	バイナリー 同値	関連する エネルギー
y 0	0 0 0 0	5
y 1	0 0 0 1	8
y 2	0 0 1 0	2 5
y 3	0 0 1 1	1 2
y 4	0 1 0 0	9
y 5	0 1 0 1	3 5
y 6	0 1 1 0	1 8
y 7	0 1 1 1	1 0 0
y 8	1 0 0 0	2 0
y 9	1 0 0 1	1 1
y 10	1 0 1 0	1 9
y 11	1 0 1 1	3 2
y 12	1 1 0 0	2 4
y 13	1 1 0 1	7
y 14	1 1 1 0	4 4
y 15	1 1 1 1	2 9

k = 1 で始め k = n まで続けて、2 元最大値メトリック生成装置は、シンボルインデックスのバイナリー同値の第 1 桁によって決定される 2 つのサブセットのデータを調べることから始める。シンボルインデックスのバイナリー同値の第 1 桁として“0”をそれぞれ有する y 0 , y 1 , y 2 , y 3 , y 4 , y 5 , y 6 および y 7 の関連するエネルギーの最大値が 1 0 0 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y 0^{(1)} = 1 0 0$  を形成する。シンボルインデックスのバイナリー同値の第 1 桁として“1”をそれぞれ有する y 8 , y 9 , y 10 , y 11 , y 12 , y 13 , y 14 および y 15 の関連するエネルギーの最大値が 4 4 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y 1^{(1)} = 4 4$  を形成する。2 元最大値メトリック生成装置は、 $D^1 = Y 0^{(1)} - Y 1^{(1)} = 5 6$  を計算し、この値を出力する。

そして、シンボルインデックスのバイナリー同値の第 2 桁として“0”をそれ

それぞれ有する  $y_0, y_1, y_2, y_3, y_8, y_9, y_{10}$  および  $y_{11}$  の関連するエネルギーの最大値が 32 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y_0^{(2)} = 32$  を形成する。シンボルインデックスのバイナリー同値の第 2 桁として “1” をそれぞれ有する  $y_4, y_5, y_6, y_7, y_{12}, y_{13}, y_{14}$  および  $y_{15}$  の関連するエネルギーの最大値が 100 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y_1^{(2)} = 100$  を形成する。2 元最大値メトリック生成装置は、 $D^2 = Y_0^{(2)} - Y_1^{(2)} = -68$  を計算し、この値を出力する。

そして、シンボルインデックスのバイナリー同値の第 3 桁として “0” をそれぞれ有する  $y_0, y_1, y_4, y_5, y_8, y_9, y_{12}$  および  $y_{13}$  の関連するエネルギーの最大値が 35 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y_0^{(3)} = 35$  を形成する。シンボルインデックスのバイナリー同値の第 3 桁として “1” をそれぞれ有する  $y_2, y_3, y_6, y_7, y_{10}, y_{11}, y_{14}$  および  $y_{15}$  の関連するエネルギーの最大値が 100 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y_1^{(3)} = 100$  を形成する。2 元最大値メトリック生成装置は、 $D^3 = Y_0^{(3)} - Y_1^{(3)} = -65$  を計算し、この値を出力する。

そして、シンボルインデックスのバイナリー同値の第 4 桁として “0” をそれぞれ有する  $y_0, y_2, y_4, y_6, y_8, y_{10}, y_{12}$  および  $y_{14}$  の関連するエネルギーの最大値が 44 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y_0^{(4)} = 44$  を形成する。シンボルインデックスのバイナリー同値の第 4 桁として “1” をそれぞれ有する  $y_1, y_3, y_5, y_7, y_9, y_{11}, y_{13}$  および  $y_{15}$  の関連するエネルギーの最大値が 100 であるため、2 元最大値メトリック生成装置は  $Y_1^{(4)} = 100$  を形成する。2 元最大値メトリック生成装置は、 $D^4 = Y_0^{(4)} - Y_1^{(4)} = -56$  を計算し、この値を出力する。

図 3 は、本発明の機能の実現可能な構成のフローチャートをブロック図の形態で図示したものである。図 3 のアルゴリズムは、 $n$  が直交シーケンスの長さであり、 $X$  および  $Y$  がと

もにバイナリー数であり、すべての処理が直列になされると仮定している。プロ

ブロック300は、すべての変数をリセット値に設定することによって始まる。そしてプロセスは、エネルギー値がアルゴリズムによって受信されるブロック302に移る。最初にブロック302は、第1のエネルギー値を受信してその値を記憶する。Xにより示される関連するインデックスシンボルは、この場合、エネルギー値が受信される順序に固有であり、インデックス値は明らかにアルゴリズムに渡されない。ブロック302に続くブロック306は、2<sup>nd</sup>のエネルギー値の全セットがアルゴリズムにより受信されたか否かを決定する。最後のエネルギー値が受信されていなければ、インデックス値Xはブロック304により増加され、ブロック302は次のシンボルインデックスに関連するエネルギーを受ける。

図3の破線ブロックで示されているブロック304は、最大エネルギーを選択するフローチャートの部分を含んでいる。ブロック304のアルゴリズムは、基本的な直列比較プロセスである。ブロック304の処理を容易に置換することができる別の処理は多く存在する。ブロック308は、問題となっているインデックスシンボルYに対して問題となっている桁の値Zを決定する。最初は $Y = 0$ 、 $Z = 1$ で、ブロック308は、0の第1桁が0であることを決定し、プロセスはブロック314に続く。ブロック314は、現在のシンボルに対応しているエネルギー $E(Y)$ が、前に記憶されている最大値よりも大きいか否かを決定する。 $Y = 0$ の場合、対応しているエネルギー $E(0)$ は、最初に0である $E^0_{max}$ よりも大きく、ブロック31

6は $E^0_{max} = E(0)$ に設定する。 $E(Y)$ の値が記憶されている値 $E^0_{max}$ よりも大きくなければ、プロセスはブロック320に進む。ブロック320は、最後のシンボルインデックスが現在の桁Zに対する最大値に対してチェックされたか否かを決定する。現在のシンボルインデックスYが最後でなければ、ブロック318はシンボルインデックスを増加させ、プロセスはブロック308で続けられる。

ブロック308を通る第2のパスでは、 $Y = 1$ で $Z = 1$ である。ブロック308は1の第1桁が1であることを決定し、プロセスはブロック310に続けられる。ブロック310は、現在のシンボルに対応しているエネルギー $E(Y)$ が以前に記憶されている最大値よりも大きいか否かを決定する。 $Y = 1$ の場合、対応するエネルギー $E(1)$ は、最初に0である $E^1_{max}$ より大きく、ブロック312は $E^1_{max} = E($



1) に設定する。E (Y) の値が記憶されている値  $E^1_M$  よりも大きくなければ、プロセスはブロック320に進む。

現在の桁Zに対して最後のシンボルインデックスに達すると、プロセスはブロック322に続く。ブロック322では、2つの記憶されている最大値の差 ( $E^0_M - E^1_M$ ) が計算され、結果として軟判定信号が出力される。ブロック324は、記憶エネルギー値  $E^0_M$  および  $E^1_M$  を0にリセットする。

ブロック328は、最後の桁に達したか否かを決定する。もし達していなければ、ブロック326は現在の桁Zを増加させ、現在のシンボルインデックスYをリセットする。最後の桁に達した場合、受信エネルギー値のセットおよび2元最大値メ

トリック生成プロセスによって表されるようにコードシンボルに対して軟判定が生成される。プロセスは、エネルギーのこのセットに対してブロック330で終了する。

記載したプロセスは、共通の値でシンボルインデックスのバイナリー同値を有するすべてのエネルギー値の最大値を見つけるために、データ値が検索されると仮定している。しかしながら、最大エネルギー値の検索を他の関数で置換する別の方法を使用することもできる。例えば、シンボルインデックスのバイナリー同値の共通の値を有するすべてのエネルギー値を合計して、最大値の代わりの結果値として生成することができる。他の例では、各エネルギー値の指数関数の合計を計算することによって値を形成することができる。実際、有効な結果を生み出すために、最大値関数を置換することができる種々の一般的な関数がある。

当業者が本発明を構成しまたは使用することができるように、好ましい具体例の上記記述が提供された。これらの具体例に対するさまざまな修正が当業者に容易であり、ここに規定されている一般的な原理が発明能力を用いることなく他の具体例に適用できることは明らかである。したがって、本発明は、ここに示された具体例に限定されることを意図するものではなく、ここに開示されている原理および新規な特徴に一致する最も広い範囲にしたがうことを意図するものである。

【図1】

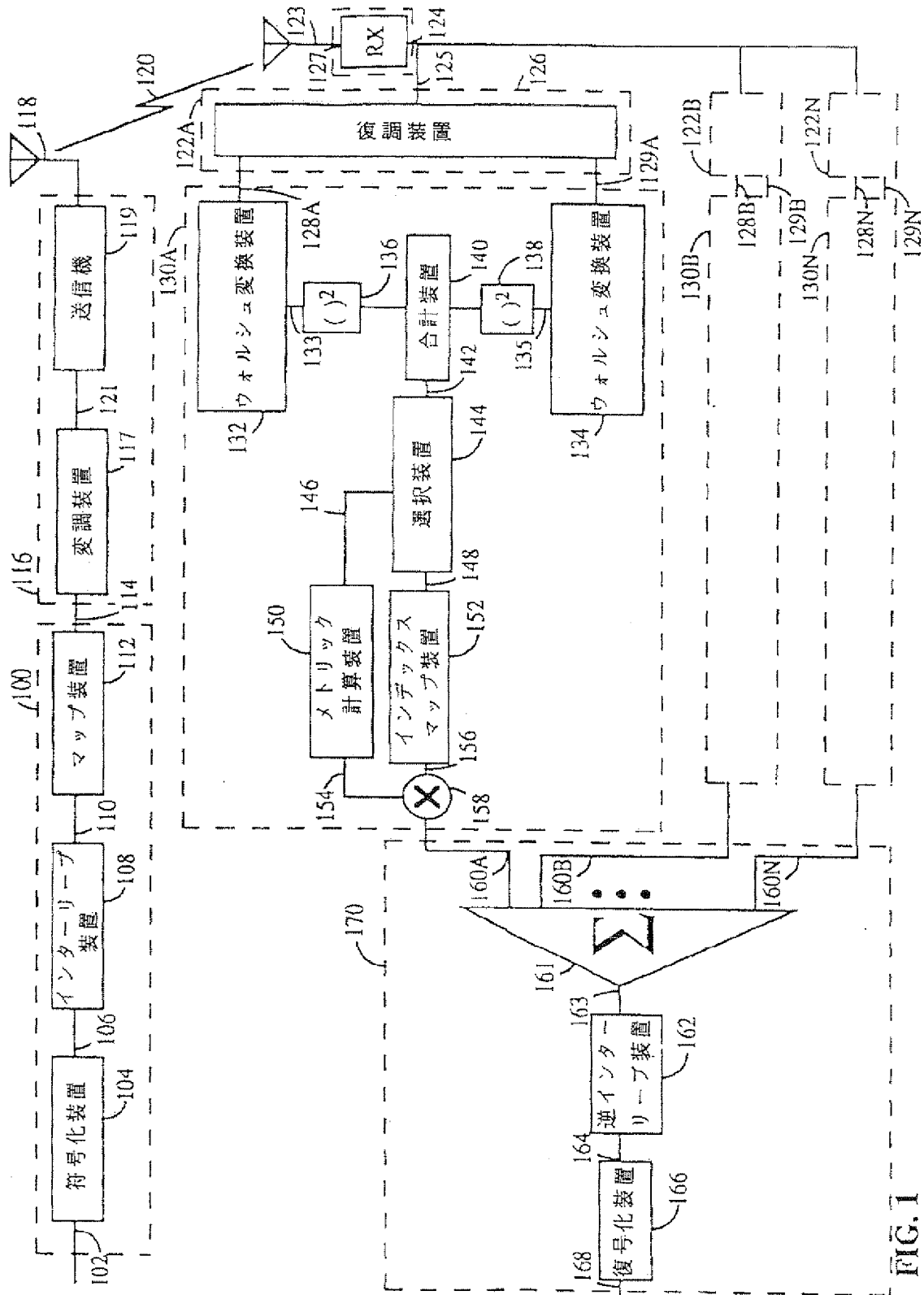


FIG. 1

【図2】

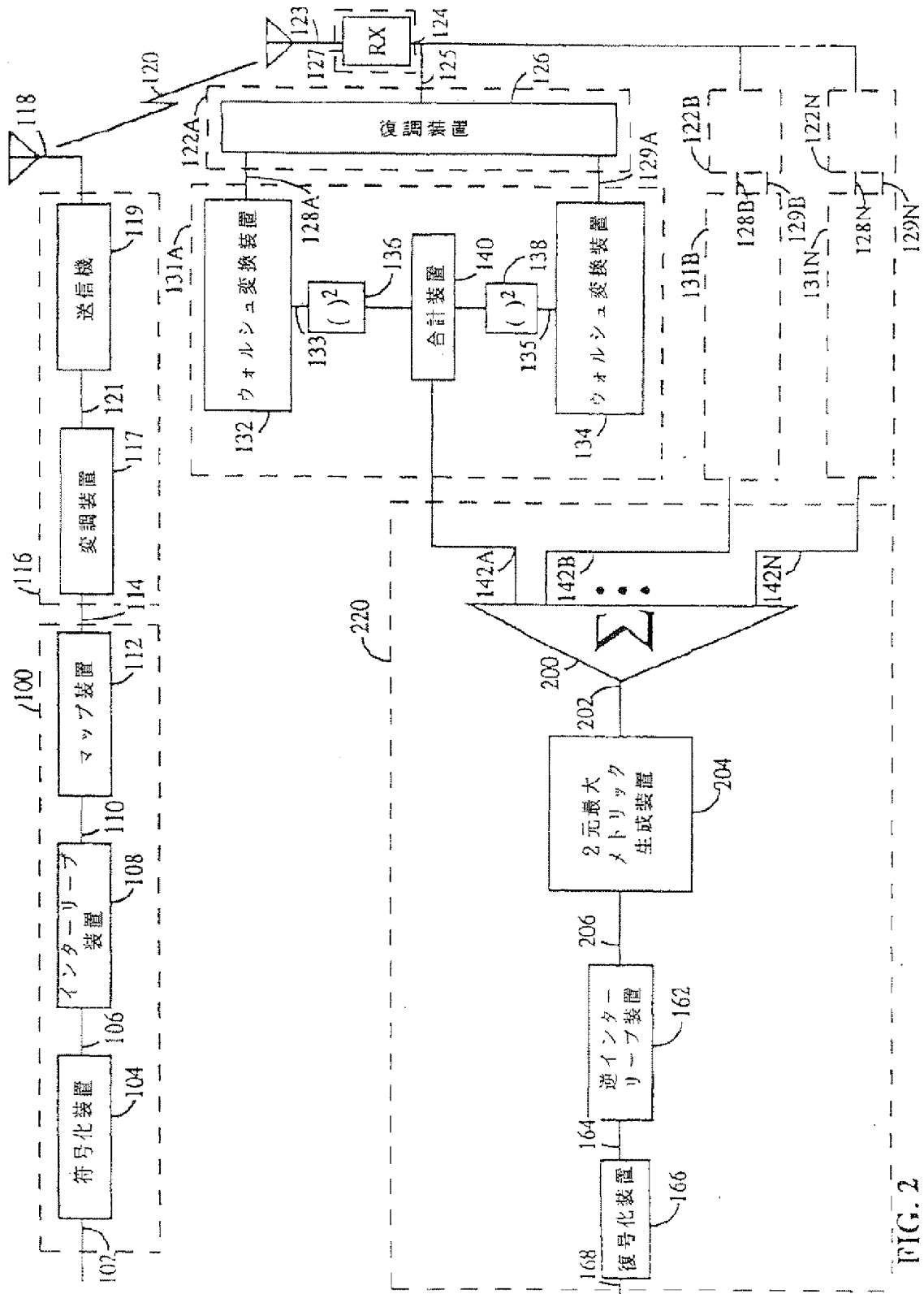
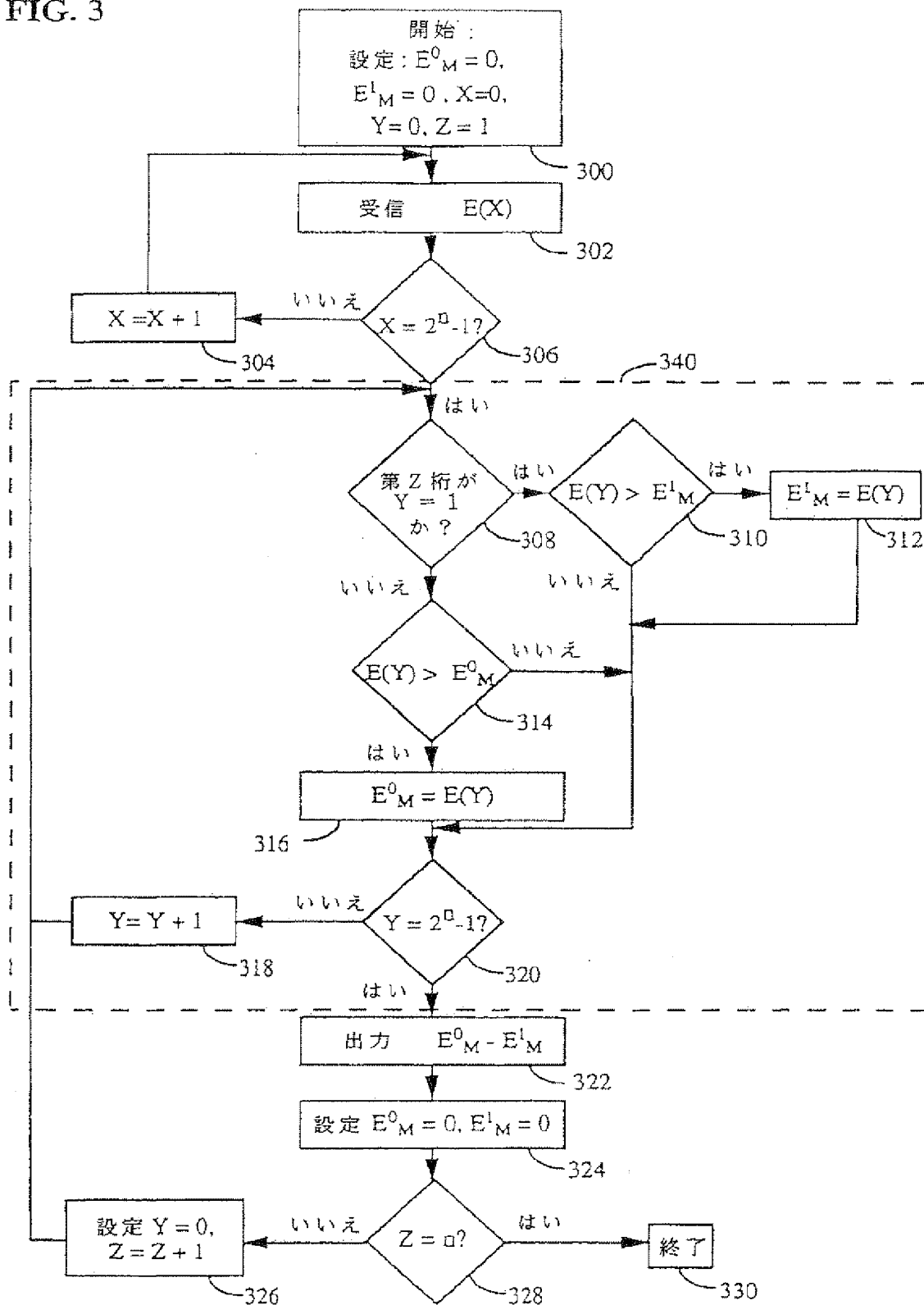


FIG. 2

【図3】

FIG. 3



## 【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 94/06602
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 5 H04K1/00 H04B7/005		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 5 H04B H04L		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	WO, A, 92 17011 (MOTOROLA, INC.) 1 October 1992  see page 6, line 23 - page 8, line 12; figure 1 ---	1, 3, 5, 7, 9-11, 13, 16, 17, 19, 21
A	GLOBECOM '91, vol. 2 OF 3, December 1991, NY, USA pages 1017 - 1021, XP000332823 CHANG ET AL 'Performance of a CDMA Radio Communications System with Feed-Back Power Control and Multipath Dispersion' see paragraph 2 --- -/-	1, 3-14, 16, 19-22
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C. <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex.		
* Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search  6 October 1994		Date of mailing of the international search report  25. 10. 94
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 3818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 cpo rd, Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer  Bossen, M

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/US 94/06602

## C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	<p>1990 IEEE MILITARY COMMUNICATIONS CONFERENCE, vol.3 OF 3, October 1990, NY, USA pages 11025 - 1029, XP000222000 KANE ET AL 'Performance of a RAKE Demodulator with Pre-decision Multipath Thresholding' see abstract see paragraph 1</p>	<p>1,8-12, 16,22</p>

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)		Publication date
WO-A-9217011		01-10-92	US-A- 5204876		20-04-93
			EP-A- 0529051		03-03-93

---